

特開平5-14213

(43)公開日 平成5年(1993)1月22日

(51)Int.Cl. ⁵	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 3 M 13/12		7259-5 J		
13/00		7259-5 J		
H 0 4 L 27/38				
27/22	A 9297-5 K		H 0 4 L 27/ 00	G
	9297-5 K			
			審査請求 未請求 請求項の数1(全 11 頁)	

(21)出願番号	特願平3-157115	(71)出願人	000000295 沖電気工業株式会社 東京都港区虎ノ門1丁目7番12号
(22)出願日	平成3年(1991)6月27日	(72)発明者	阿部 政美 東京都港区虎ノ門1丁目7番12号 沖電気 工業株式会社内
		(74)代理人	弁理士 柿本 恭成

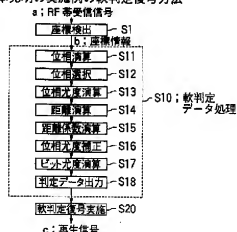
(54)【発明の名称】 軟判定復号方法

(57)【要約】

【目的】 原信号のビットエラーレートを低くし、高精度な復号を行う。

【構成】 P S K変調方式で変調された信号を復調した位相空間上の座標情報bから、位相と原点からの距離とを位相・距離演算処理S11、S14で演算し、位相選択処理S12へ送る。位相選択処理S12では、入力位相を、P S K変調方式で送信する固有の位相と比較し、位相ずれの絶対値が小さい該固有の位相を選択する。位相尤度演算処理S13では、位相ずれに基づき位相尤度を演算し、その演算結果に基づき位相尤度補正処理S16で補正位相尤度を求める。この補正位相尤度を軟判定復号に使用する。

本発明の実施例の軟判定復号方法



【特許請求の範囲】

【請求項1】 位相変調方式で変調された信号を復調した位相空間上の座標情報から、位相と原点からの距離とを演算する位相・距離演算処理と、前記位相・距離演算処理で求められた位相を、前記位相変調方式で送信する固有の位相と比較し、位相ずれの絶対値が小さい該固有の位相を選択する位相選択処理と、前記位相ずれの大きさに対して半調減少し、かつ位相ずれの絶対値が0のときは尤度の最大値をとり、位相ずれの絶対値が $(2\pi/\text{前記位相変調方式で送信する固有の位相の数})$ のときは尤度の最小値をとる関数により、位相尤度をそれぞれ演算する位相尤度演算処理と、前記原点からの距離が大きくなる程、半調増加し、かつ、前記原点からの距離が第1の設定値以下の場合には尤度の最小値をとり、前記原点からの距離が第2の設定値以上のときは最大値をとる係数を前記位相尤度に乗じて補正位相尤度を求める位相尤度補正処理とを実行し、前記補正位相尤度を、ビット値をとる確からしさを表す値として復号処理に使用することを特徴とする軟判定復号方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、位相シフトキーイング(Phase Shift Keying;PSK)等の位相変調方式を採用するセルラ移動通信等の無線通信における軟判定復号方法

に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来、このような分野の技術としては、例えば次のような文献に記載されるものがあつた。

【0003】文献1；村野・海上著「情報・通信におけるデジタル信号処理」初版(昭和62-11-25)昭晃堂P.32-91

文献2；アイ・イー・イー・イー・トランスアクションズ・オン・コミュニケーションズ・テクノロジー (IEEE Transactions On Communications Technology)、COM-19[5](1971-10)(米)A. J. VITERBI “カンパレーショナル・コードス・アンド・ゼア・パフォーマンス・イン・コミュニケーション・システムズ (Convolutional Codes and Their Performance in Communications Systems)” P.751-772

文献3；B. SKLAR “デジタル・コミュニケーションズ (DIGITAL COMMUNICATIONS)” (1988) PRENTICE HALL (米) sec. 6. 3. 4, P.333-337

従来、位相変調方式の復号に関し、文献1に記載されるものがあり、搬送波の位相にビット列を割り当てるPSK変調方式について説明する。

【0004】 θ_i を搬送波の位相、 f_c を変調周波数とし、位相 θ_i がシンボル送信間隔 T 毎に変化することを考慮すると、変調波は次式(1)となる。

$$\begin{aligned} S(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} h(t-iT) \sin(\theta_i) \cos(2\pi f_c t) \\ &\quad + \sum_{i=-\infty}^{\infty} h(t-iT) \cos(\theta_i) \sin(2\pi f_c t) \\ &= \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-\infty}^{\infty} w_i h(t-iT) \exp[-j2\pi f_c t] \right\} \end{aligned} \quad \dots (1)$$

但し、 $w_i = \sin(\theta_i) + j \cos(\theta_i)$

$h(t)$ は、インパルスレスポンスが隣接のシンボルに干渉しないように設定されるローパスフィルタH(f)の時間領域関数である。この $h(t)$ は、次の条件を満たす。

$$h(t) = 1 \quad (t=0)$$

$$h(t) = 0 \quad (t=nT; t \neq 0)$$

m相PSKは、m通りの θ_i を使用する。例えば、4相PSK(QPSK)の場合、1位相に対して2ビットが割り当てられ、位相0の時(0, 0)、位相 $\pi/2$ の時(0, 1)、位相 π の時(1, 1)、位相 $3\pi/2$ の時

(1, 0)が送信される。(1)式から、PSK変調は、 $\sin(\theta_i)$ 及び $\cos(\theta_i)$ を周波数 f_c の直交する搬送波でそれぞれ変調したものを加えることで得られることがわかる。

【0005】受信側では、(1)式に直交搬送波を乗じることにより、ベースバンド信号を得る。(1)式の $s(t)$ に直交搬送波 $\exp(j2\pi f_c t)$ を乗じると、(2)式となる。

【0006】

【数1】

$$\begin{aligned}
S(t) \exp(j2\pi f_c t) &= \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-\infty}^{\infty} w_i h(t-iT) \exp[-j2\pi f_c t] \right\} \exp(j2\pi f_c t) \\
&= \sum_{i=-\infty}^{\infty} h(t-iT) \operatorname{Re} \{ w_i \exp[-j2\pi f_c t] \} \exp(j2\pi f_c t) \\
&= \sum_{i=-\infty}^{\infty} h(t-iT) \{ w_i \exp(-j2\pi f_c t) + \bar{w}_i \exp(j2\pi f_c t) \} \\
&\quad * \exp(j2\pi f_c t) / 2 \\
&= \sum_{i=-\infty}^{\infty} h(t-iT) \{ w_i + \bar{w}_i \exp(j4\pi f_c t) \} / 2 \quad \dots (2)
\end{aligned}$$

【0007】この(2)式の高調波成分を除去することにより、ベースバンド信号 w_i が得られる。

【0008】しかし、実際の通信では、伝送路の周波数特性、或いは搬送波に対する位相変動や、周波数オフセット等の影響を考慮する必要がある。以下、図2により、従来の復号方法の受信部における処理について説明する。

【0009】図2は、従来の無線信号受送信装置の受信部を示す構成ブロック図である。

【0010】この受信部では、無線回線におけるマルチパスフェージング等の影響を受けた無線周波数帯信号(RF帯受信信号) a を復調して位相空間上の座標情報 b を検出する復調部10と、該座標情報 b に基づきベースバンド信号のビットエラーを修正して再生信号 c を得

る復判定復号部20とを、備えている。

【0011】復調部10は、バンドパスフィルタ11、アナログ／デジタル変換部(A/D変換部)12、自動利得制御部(AGC)13、直交搬送波発生部14、ローパスフィルタ15a、15b、等化器16、及び位相同期回路17等より構成されている。さらに、復判定復号部20は、データ判定部21、デインタリーブ部22、及び復号部23を有している。

【0012】この受信部の処理において、前記(1)式の変調波が、伝送路の周波数特性或いは搬送波に対する位相変動(ジッタ)、周波数ずれ(オフセット)等の影響を受けるため、RF帯受信信号 $a (= r(t))$ の受信波形は(3)式のように表される。

$$\begin{aligned}
r(t) &= g_a \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-\infty}^{\infty} w_i \int_{-\infty}^{\infty} g_o(t-u) h(u-iT) du \right. \\
&\quad \left. \exp[-j2\pi(f_c + f_o)t - j\theta(t)] \right\} + n(t)
\end{aligned}$$

但し、

$g_o(t)$ ；伝送路の周波数特性 $G(f)$ の時間領域関数 $g(t)$ と $\exp(j2\pi f_c t)$ との積
 g_a ；伝送路における損失に起因するレベルの変動分
 f_o ；周波数オフセット
 $\theta(t)$ ；位相ジッタ

この(3)式のRF帯受信信号 a は、バンドパスフィルタ11で所定周波数帯域が抽出され、A/D変換部12でデジタル信号に変換されて離散信号となる。(3)式のゲイン定数 g_a は、伝送路の状態に応じて変動するので、AGC13により、受信信号レベルが一定に保たれるように補正し、以後のデジタル信号処理を同一のレベルで実行できるようにする。

【0013】(2)式では、直交搬送波を $\exp(j2$

$\pi f_c t)$ としたが、実際には、受信波を2分し、それぞれに $\cos(2\pi f_c t)$ と $\sin(2\pi f_c t)$ のサンプリングポイントにおける値を乗じる処理を行う。直交搬送波は直交搬送波発生部14で発生する。直交搬送波を乗じた受信波それぞれに対し、ローパスフィルタ15aと15bにより、高調波成分を除去する。

【0014】伝送路の周波数特性或いは搬送波に対する位相変動や周波数ずれ等の影響が小さい場合、前記ベースバンド信号をそのまま座標情報 b として使用することが可能である。これに対して影響が大きい場合、等化器16により、(3)式の伝送路の周波数特性 $g_o(n-k)$ を補正する。また、位相同期回路17により、搬送波に対する位相変動 $2\pi n f_o / f_s$ と周波数ずれ θ

(n) を補正する。

【0015】こうして得られた受信複素ベースバンド信号の2次元平面の信号点配置が座標情報bである。座標情報bは、伝送路の周波数特性或いは搬送波に対する位相変動や、周波数ずれ等の影響の補正が必ずしも適性でないため、正確に送信位相 θ i を取るわけではない。そこで、硬判定復号部20内のデータ判定部21では、座標情報bに最も近い送信位相を選択する事により、送信シンボルを予測している。送信シンボルの判定は、2次元平面に設定された判定境界により、座標情報bがどの領域に入るかにより一意に決められる。一意に決められたデータは、デインターリーブ部22によって並べ替えられた後、復号部23で復号処理を受ける。

【0016】インターリーブ変換とは、メモリに入力した信号ビットを、並べ替えて出力する変換で、連続して発生するビットエラーをランダムエラーに置き換える効果がある。このように、推定シンボルに対応するビット列を復号処理にそのまま使用するのが硬判定復号である。復号部23では、ブロック符号、たたみこみ符号等の符号化に応じて復号処理を行う。例えば、たたみこみ符号に対しては、ビタビ復号を実施する。

【0017】次に、前記文献2、3に記載されたたたみこみ符号とビタビ復号における硬判定と軟判定について説明する。

【0018】一般に、移動通信、衛星通信等の無線通信においては、無線回線における信号の品質劣化を改善するため、種々のダイバーシチ受信、等化、符号誤り制御等の対策が施される。符号誤り制御の一種であるたたみこみ符号化は、符号化レート、拘束長、生成多項式により一意に決まるたたみこみ符号生成規則に基づいて行われる。この生成規則を図形化したものがトレリス図形と呼ばれる一種の状態遷移図である。たたみこみ符号は、その復号の際、受信信号とトレリス図形上の可能な経路(パス)を照らし合わせ、最も好ましいパス(最適パス)を選択することで、受信信号のビット誤りを訂正することが可能である。ビタビ復号は、たたみこみ符号の復号法として最も一般的な方法であり、信号値そのものによりトレリス図形の選択可能な信号系列と比較する硬判定と、信号値がその値をとる確からしさ(尤度)により比較する軟判定とがある。

【0019】ビタビ復号法については、前記文献2に記載されており、その方法を図3及び図4を参照しつつ説明する。

【0020】図3は、たたみこみ符号化説明図である。

【0021】たたみこみ符号化を行う場合、入力mビットに対し、出力nビットが生成される時、符号化レートは m/n となる。最新の入力ビットを含めて過去のkビットから出力を生成する時、拘束長kである。この場合、長さkの生成多項式がn個必要となる。図3は符号化レート $1/2$ 、拘束長3、生成多項式 111 、 101

の場合を示す。

【0022】図3では、最新入力ビットを含む3ビットがバッファ25に蓄えられ、たたみこみにより、2ビットの出力が得られる。生成多項式は 111 と 101 であるから、出力の一方はバッファ25の全ビットの論理和となり、もう一方はバッファ25の1番目と3番目のビットの論理和となる。

【0023】図4は、図3のたたみこみ符号化の生成規則を状態遷移図化したトレリス図形である。

【0024】この図4の縦方向は最新ビットを含まないバッファ25内の状態を示し、 2^{k-1} の状態が生じる。例では4となる。各状態において、0が入力された場合は、実線に沿って次の状態に移り、線上の2ビットが出力される。また、1が入力された場合は、破線に沿って次の状態に移り、線上の2ビットが出力される。

【0025】図4を参照しつつ、たたみこみ符号化された符号を復号する方法として、最も一般的なビタビアルゴリズムについて説明する。

【0026】復号側では、トレリス図上の実線或いは破線上のビット列に相当する信号を受信し、トレリス図上での経路を予測することで、原信号を再生する。但し、後述するように、バスメモリ長分の遅延(ディレイ)が生じる。トレリス図にあるように、各状態に入力される経路(ブランチ)は、それぞれ2本ずつあり、各ブランチには符号化と同じ規則に基づいた2ビットのブランチシンボルが割り当てられている。

【0027】まず、2ビット入力されると、各状態への入力ブランチについて、それぞれ入力ビットとのブランチメトリック(metric, 規準)を計算し、該ブランチメトリックのまさる方を選択する。選択されたブランチがつながる前の状態におけるブランチメトリックの累積(パスメトリック)と、選択されたブランチのメトリックの和を取り、各状態における新たなパスメトリックとする。こうして、各状態につながるブランチが求まる毎に、各状態に至る経路(パス)情報をメモリ(バスメモリ)に蓄えておく。ここで、ブランチを選択していく結果の累積がパスになる。或いは、パスの最小単位がブランチである。

【0028】2ビット入力毎に前記処理を繰り返すと、前記文献3に記載されたバス絞り込みの過程に従い、やがて過去のパスは一つに絞られていくので、求められたパスから、たたみこみ符号化前の信号が求められる。実際の装置のバスメモリ長は有限となるので、バスメモリ長を越えてもバスが収束しない場合は、その時点でバスメトリック最良の経路を選択することになる。

【0029】次に、硬判定と軟判定の違いについて説明する。

【0030】入力ビット値そのものを使用し、トレリス図上の可能なパスとのメトリックを計算する方法が硬判定と呼ばれる。一方、入力ビット値がその値をとる確

からしさ（尤度）を使用する方法が軟判定と呼ばれる。軟判定の方が、硬判定より、メトリック計算の精度が高くなり、ビットエラー訂正能力は高くなる。

【0031】例えば、無線に限らず、デジタル信号伝送において、硬判定の場合は、ある受信レベルを閾値とし、受信信号のレベルが閾値より大きい場合は、入力ビットを1とし、小さい場合は0とすることで信号値を決定する。これに対し、軟判定の場合は、まず、7値の閾値を設定し、受信信号のレベルに ± 1 、8通りの領域に分割し、それぞれに0～7の値 N_s を与える。即ち、1であることが確実な領域、0であることが確実な領域、0でも1でもどちらでもとれる領域、どちらかといえば1に近い領域等に分ける。ここで、図4のトレリス図上のブランチシンボル0、1を-1、1とし、0～7の値 N_s を $(2 \times N_s - 7)$ に変換することで、入力ビットとブランチシンボルの積和（相関）が大きいブランチを選択していくビタビアルゴリズムが可能となる。

【0032】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、従来の復号方法では、送信ビット列を確定してしまい、その位相をとる確からしさを考慮に入れていないという問題があった。

【0033】即ち、変調波は、伝送路の周波数特性、或いは搬送波に対する位相変動や、周波数ずれ等の影響を受ける。伝送路の周波数特性は等化器16で、搬送波に対する位相変動や周波数ずれは位相同期回路17でそれぞれ補正しているが、変調波の歪みの程度或いは補正方式により、歪みの補正がうまくいく場合と、うまくいかない場合が生じる。補正が成功した場合、推定されたビット列が、実際に送信されたビット列と一致する確率は高いが、補正しきれなかった場合は、その確率が小さいものとなる。こうした伝送状態に応じた補正の成否による推定ビット列の信頼性の高低が、復号の際に十分反映しているとは言えなかった。

【0034】本発明は前記従来技術が持っていた課題として、PSK変調方式における復号の際、ビット列を確定してしまい、推定ビット列を実際に送信した可能性（ビット尤度）を考慮していないという点について解決した軟判定復号方法を提供するものである。

【0035】

【課題を解決するための手段】本発明は前記課題を解決するために、位相空間上における検出位相の選択位相とのずれ及び原点からの距離からビット尤度を算出し、この尤度を軟判定復号に使用することを特徴としている。

【0036】即ち、位相変調方式で変調された信号を復調した位相空間上の座標情報から、位相と原点からの距離とを演算する位相・距離演算処理と、前記位相・距離演算処理で求められた位相を、前記位相変調方式で送信する固有の位相と比較し、位相ずれの絶対値が小さい該固有の位相を選択する位相選択処理と、前記位相ずれの

大きさに対して単調減少し、かつ位相ずれの絶対値が0の時は尤度の最大値をとり、位相ずれの絶対値が $(2\pi/\text{前記位相変調方式で送信する固有の位相の数})$ の時は尤度の最小値をとる閾値により、位相尤度をそれぞれ演算する位相尤度演算処理とを実行する。

【0037】さらに、前記原点からの距離が大きくなる程、単調増加し、かつ、前記原点からの距離が第1の設定値以下の場合は尤度の最小値をとり、前記原点からの距離が第2の設定値以上の時は最大値をとる係数を前記位相尤度に乗じて補正位相尤度を求める位相尤度補正処理とを実行する。そして、前記補正位相尤度を、ビット値をとる確からしさを表す値として復号処理に使用するようにしている。

【0038】

【作用】本発明によれば、以上のように軟判定復号方法を構成したので、位相変調方式で変調された信号を復調した位相空間上の座標情報が位相・距離演算処理に入力されると、該位相・距離演算処理では、入力された座標情報から、位相及び距離を演算し、その演算結果を位相選択処理へ送る。位相選択処理では、入力された位相を、位相変調方式で送信する固有の位相と比較し、位相ずれの絶対値が小さい該固有の位相を選択する。位相尤度演算処理では、位相ずれに基づき、位相尤度を演算し、その演算結果を位相尤度補正処理へ送る。位相尤度補正処理では、前記距離に基づき、前記位相尤度に応じた補正位相尤度を求める。この補正位相尤度を軟判定復号におけるメトリック等の演算に使用すれば、的確な再生信号が得られる。従って、前記課題を解決できるのである。

【0039】

【実施例】図1は本発明の実施例を示す軟判定復号方法の処理ステップのフローチャート、及び図5はその軟判定復号方法を実施するための無線信号送受信装置の受信部を示す構成ブロック図である。図5において、従来の図2中の要素と共通の要素には共通の符号が付されている。変調方式として、 $\pi/4$ シフトDQPSK方式を仮定する。

【0040】まず、図5に示す無線信号送受信装置の受信部について説明する。

【0041】この受信部は、従来の図2と同一の復調部10を備え、その出力側には軟判定復号部30が接続されている。軟判定復号部30は、復調部10から出力される位相空間上の座標情報 b を入力し、ベースバンド信号のビットエラーを修正して再生信号 c を得るもので、大規模集積回路（LSI）等を用いた個別回路、或いはプロセッサを用いたプログラム制御等で構成される。

【0042】なお、無線信号送受信装置に設けられる送信部の図は省略するが、該送信部では、原信号を符号化（ブロック符号化、たたみこみ符号化等）、及びインターリーブ（interleave、交錯）変換し、 $\pi/4$ シフトDQ

PSK方式で変調する。本実施例は、符号化或いはインタリブ変換を実施しない場合にも、有効であるが、実施する場合の方が一般的なもので、図に含めている。

【0043】軟判定復号部30は、座標情報bから軟判定データを算出する軟判定データ演算部40を有している。この軟判定復号部40は、位相演算部41、位相選択部42、位相尤度演算部43、距離演算部44、距離係数演算部45、位相尤度補正部46、ビット尤度演算部47、及び判定データ出力部48より構成され、その出力側には、デインタリブ部50が接続されている。

【0044】デインタリブ部50は、軟判定データ演算部40で算出された軟判定データを記憶する機能を有し、その出力側に復号部60が接続されている。デインタリブ部50に記憶されたデータは送信時に並べ替えられたビット順序をもとに戻しながら、復号部60に読み出されるので、該復号部60では、読み出された軟判

$$z_{irad} = \tan^{-1}(z_q/z_p) \quad \cdots (4)$$

ステップS12では、位相選択部42によって位相選択が行われる。 $\pi/4$ シフトDQPSK方式を仮定しているので、その検出位相信号が奇数番目に入力された場合は、(0、 $\pi/2$ 、 π 、 $3\pi/2$)の4位相の内の1つを選択し、偶数番目に入力された場合は、($\pi/4$ 、3

$$irad(t) = k\pi/4 \mid \theta(k) \text{ が最小になる } k \quad \cdots (5)$$

$$\text{但し、} \theta(k) = |z_{irad} - k\pi/4|$$

$$k=0, 2, 4, 6 \quad t=2n+1 \\ =1, 3, 5, 7 \quad t=2n$$

この(5)式を満足するkに対し、 $\theta(k)$ は、 $0 \leq \theta(k) \leq (\pi/PSK \text{方式で送信する固有の位相の数})$ を満たす。 $\pi/4$ シフトDQPSK方式で送信する固有の位相の数は4である。

【0048】ステップS13では、位相尤度演算部43

$$prad(t) = (\cos 2\theta(k) + 1)/2 \quad \cdots (6)$$

ステップS14では、距離演算部44により、検出座標(z_p, z_q)から、原点からの距離 zz を(7)式の

$$zz^2 = zp^2 + zq^2 \quad \cdots (7)$$

次に、ステップS15では、距離係数演算部45により、原点からの距離に応じて、距離係数plen(t)

$$plen(t) = 0 \quad (zz^2 \leq zz_{th1}^2) \\ = 1 \quad (zz^2 > zz_{th2}^2) \quad \cdots (8)$$

但し、本実施例では、設定値 zz_{th1} 、 zz_{th2} を同じ値とし、AGC13により、パワーの平均が1に設定されているとして、 zz_{th1} 、 zz_{th2} を次のように定めた。

$$zz_{th1} = zz_{th2} = 0.24 \\ zz_{th1}^2 = zz_{th2}^2 = 0.0576$$

検出座標(z_p, z_q)、検出位相 $irad$ 、原点からの距離 zz 、選択される位相 $irad(t)$ 、設定値 zz_{th1} の関係を図6に示す。

【0049】図6は $t=2n+1$ の場合で、検出位相 z

定データを使用して復号処理を実施し、再生信号 c を出力する機能を有している。

【0045】次に、本実施例の軟判定復号方法を、図1を参照しつつ説明する。

【0046】図5の復調部10では、RF帯受信信号aが入力されると、ステップS1において、該RF帯受信信号aの位相空間上の座標(即ち、同相成分 z_p と直交成分 z_q)を検出し、その検出した座標情報bを軟判定復号部30内の軟判定データ演算部40へ送る。軟判定データ演算部40では、ステップS11～S18に従い、軟判定データ処理S10を行う。

【0047】即ち、座標情報bが入力されると、ステップS11で、位相演算部41によって位相演算が行われる。位相 z_{irad} は式(4)で与えられる。算出される位相は $0 \sim 2\pi$ の任意の値をとる。

$\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 、 $7\pi/4$)の4位相の内の1つを選択する。t番目に入力された位相の選択値 $irad$

(t)は、次式(5)に示すように、検出された位相 z_{irad} と候補となる位相 $k\pi/4$ の差の絶対値 $\theta(k)$ が最小となる位相とする。

$$irad(t) = k\pi/4 \mid \theta(k) \text{ が最小になる } k \quad \cdots (5)$$

$$\text{但し、} \theta(k) = |z_{irad} - k\pi/4|$$

$$k=0, 2, 4, 6 \quad t=2n+1 \\ =1, 3, 5, 7 \quad t=2n$$

により、ステップS12で選択した位相をとる確からしさ(尤度)を算出する。尤度は選択された位相 $k\pi/4$ と検出位相 z_{irad} の位相ずれ $\theta(k)$ の関数とし、次式(6)のように表す。選択される位相 $irad$

(t)をとる尤度を $prad(t)$ とする。

$$prad(t) = (\cos 2\theta(k) + 1)/2 \quad \cdots (6)$$

ように算出する。

を(8)式より算出する。

$$plen(t) = 0 \quad (zz^2 \leq zz_{th1}^2) \\ = 1 \quad (zz^2 > zz_{th2}^2) \quad \cdots (8)$$

$irad$ の値から、 $irad(t)=0$ となる。なお、検出位相 z_{irad} が同じ値で、 $t=2n$ の場合は、 $irad(t)=\pi/4$ となる。(8)式は、座標が2点鎖線の内側にある場合、この座標情報を信用せず、2点鎖線の外側にある場合のみ、有効情報として扱うことを意味する。実線の丸は、AGC13による平均電力を示す。

【0050】ステップS16では、位相尤度補正部46により、ステップS15で得られた距離係数より、

(9)式のように、(6)式の尤度 $prad(t)$ に補

正を加え、 $\text{prad2}(t)$ を得る。

$$\text{prad2}(t) = \text{prad}(t) * \text{plen}(t) \quad \dots (9)$$

$\pi/4$ シフトDQPSK方式の場合、ステップS16で選択された位相と1つ前に選択された位相との位相差を(10)式のように算出する。1つ前に選択された位相と

$$\text{idif} = \text{irad}(t) - \text{irad}(t-1) \quad \dots (10)$$

位相差の尤度を次式(11)のように、連続する時点の位相尤度の内、低い方の尤度として算出する。但し、本実

$$\text{pdif} = \min(\text{prad}(t), \text{prad}(t-1)) \quad \dots (11)$$

ステップS17では、ビット尤度演算部47により、前記のように選択された位相差に対応するビット列を、ビット尤度演算部47内のメモリから読み出す。位相差 $\pi/4$ の時(0、0)、 $3\pi/4$ の時(0、1)、 $5\pi/4$ の時(1、1)、 $7\pi/4$ の時(1、0)が対応する。位相差 idif に対応するビットを順に ib1 、 ib2 とする。 ib1 、 ib2 は、0或いは1をとる。

【0051】ビット尤度 pb1 、 pb2 は次式(12)より算出する。このビット尤度は $-1 \sim 1$ で考えた。

$\text{pb1} = 1 - 2\text{pdif}$ $\text{ib1} = 0$ の時

$= 2\text{pdif} - 1$ $\text{ib1} = 1$ の時

$\text{pb2} = 1 - 2\text{pdif}$ $\text{ib2} = 0$ の時

$= 2\text{pdif} - 1$ $\text{ib2} = 1$ の時

以上の処理により得られた pb1 、 pb2 をビット尤度とし、ビット値が0、或いは1である可能性を示す。 pb1 は -1 から 1 の間の任意の値を取り、 pb1 が -1 に近い時、 1 である可能性が高く、 pb1 が -1 に近い時、 0 である可能性が高い。 pb2 も同様である。

【0052】軟判定データ処理S10の最終段階ステップS18では、判定データ出力部48から軟判定データを出し、デインタリーブ部50を介して復号部60へ送る。復号部60では、ステップS20において、入力された軟判定データを使用して復号処理を行い、再生信号 c を出力する。復号処理として、例えば符号がたみこみ符号化されている場合はビタビ復号を実施する。ブロック符号化に対しても、高精度な復号が可能である。

【0053】本実施例の軟判定復号方法をビタビ復号に適用した場合のビットエラー特性のシミュレーション結果を図7に示す。横軸は1ビット当りの平均信号エネルギー E_b と雑音電力密度 N_0 の比 E_b/N_0 、縦軸はビットエラーレートである。図中の曲線は、△がたみこみ符号化をしなかった場合、□が従来のたみこみ符号を軟判定ビタビ復号した場合、○が本実施例の軟判定ビタビ復号した場合である。

【0054】図7のシミュレーション条件について説明する。1スロット当たり171ビットの原信号をクラス1(89ビット)とクラス2(82ビット)に分け、クラス1の信号のみ、たみこみ符号化する。たみこみ符号化の符号化レート $1/2$ 、拘束度6、生成多項式 1101011 、 1011111 とする。たみこみ符号化後、クラス1の信号(178ビット)とクラス2の信号(8

その尤度は、位相尤度補正部46内のメモリに保存されている。

施例では、位相差尤度の算出は(11)式に限らない。

2ビット)を 26×10 の配列により、インタリーブ変換し、 $\pi/4$ シフトDQPSK方式で変調後、位相情報に誤りをランダムに与える。受信側では、位相情報をビット情報(軟判定の場合はビット尤度)に変換後、デインタリーブ変換し、クラス1のみビタビ復号する。前記処理を200スロット分、実行し、クラス1とクラス2のそれぞれについて、ビットエラーレートを計算する。

【0055】この図7から明らかなように、本実施例では、同じ E_b/N_0 で送信する場合、従来の硬判定ビタビ復号と比較し、ビットエラーレートが小さくなる。逆に言えば、同じビットエラーレートにしたい時、送信電力が少なくて済む。

【0056】なお、本実施例は上記実施例に限定されず、種々の変形が可能である。その変形例としては、例えば次のようなものがある。

【0057】(1)図1のステップS12において、位相尤度の計算式は、(6)式に限らず、 $\theta(k)$ の大きさに対し単調減少し、かつ、 $\theta(k)$ が0の場合は尤度の最大値をとり、 $\theta(k)$ が $(2\pi/\text{差動型PSK方式で送信する固有の位相の数})$ の場合は尤度の最小値をとる関数であれば良い。上記実施例では、尤度は $0 \sim 1$ で考えたが、場合により、 $0 \sim 100$ 、或いは $-1 \sim 1$ としても良い。

【0058】(2)図1のステップS18において、ステップS17で求めたビット尤度をそのまま軟判定データとしても良いが、ステップS17のビット尤度は実数なので、適当な量子化を行って、この値を軟判定データとしても良い。また、このビット尤度は、ビタビアルゴリズムのメトリック演算法として、積和演算を行う場合は、そのまま使用でき、差分演算等の別の方法でメトリックを計算する場合も、多少の変更で転用が可能である。

【0059】(3)図1の軟判定データ算出処理S10は、ブロック(Block)符号の軟判定復号方法にも使用できる。ブロック符号の軟判定復号の場合も、軟判定ビタビ復号の場合と同じ理由で、ビット尤度による計算の方がビットエラー訂正能力が向上する。また、ブロック符号の復号とビタビ復号の併用も可能である。

【0060】(4)図1のビタビ復号は、種々のダイバースチ受信との併用も可能である。判定帰還型の導波との組み合わせも可能である。ブロック符号、インタリー

ブの他、ARQ (AUTOMATIC REPEAT REQUEST) 型の符号誤り制御 (誤り検出時、情報を再送する方式) との併用も可能である。

【0061】 (5) 図1のステップS15における振幅係数 $p_{len}(t)$ の計算式は、(8)式に限らず、距離 z の大きさに対して単調増加し、かつ z が第1の設定値以下の場合には尤度の最小値をとり、 z が第2の設定値以上の時は尤度の最大値をとる関数であればよい。

【0062】

【発明の効果】以上詳細に説明したように、本発明によれば、位相変調方式において、受信された搬送波からビット尤度を求める過程で、位相空間上における検出位相の選択位相とのずれ及び原点からの距離からビット尤度を算出し、この尤度を軟判定復号に使用するようにしたので、従来の硬判定復号と比較し、原信号のビットエラーレートを低くでき、高精度な復号が行える。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例を示す軟判定復号方法の処理ステップを示すフローチャートである。

【図2】従来の無線信号送受信装置における受信部の構成ブロック図である。

【図3】たたみこみ符号化の説明図である。

【図4】トレリス図形を示す図である。

【図5】本発明の実施例を示す無線信号送受信装置における受信部の構成ブロック図である。

【図6】図1における検出座標と選択される位相の関係を示す図である。

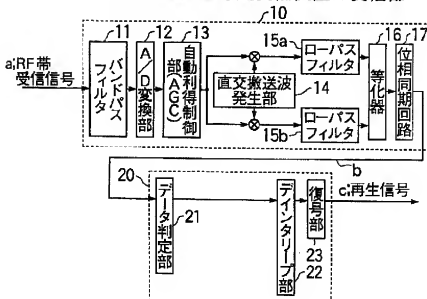
【図7】図1のビットエラー特性図である。

【符号の説明】

- 10 復調部
- 30 軟判定復号部
- 40 軟判定データ演算部
- 41 位相演算部
- 42 位相選択部
- 43 位相尤度演算部
- 44 距離演算部
- 45 距離係数演算部
- 46 位相尤度補正部
- 47 ビット尤度演算部
- 48 判定データ出力部
- 50 デインタリーブ部
- 60 復号部
- a RF帯受信信号
- b 座標情報
- c 再生信号
- S1 座標検出処理
- S10 軟判定データ処理
- S11 位相演算処理
- S12 位相選択処理
- S13 位相尤度演算処理
- S14 距離演算処理
- S15 距離係数演算処理
- S16 位相尤度補正処理
- S17 ビット尤度演算処理
- S18 判定データ出力処理
- S20 軟判定復号実施処理

【図2】

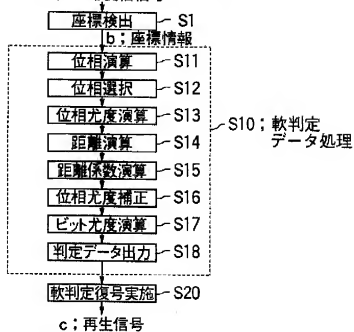
従来の無線信号送受信装置の受信部



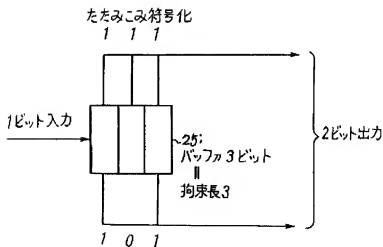
【図1】

本発明の実施例の軟判定復号方法

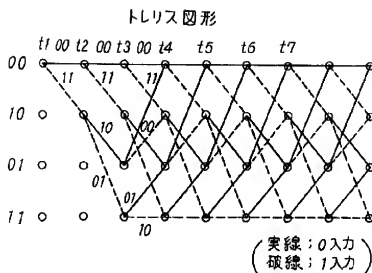
a; RF 帯受信信号



【図3】

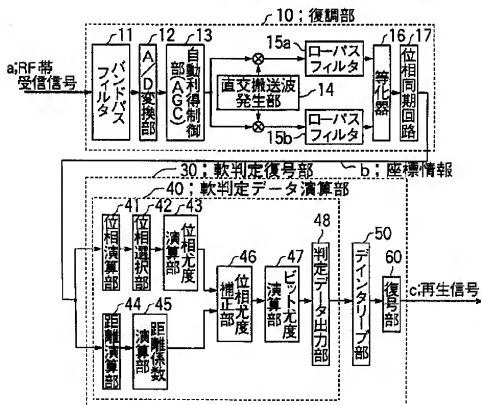


【図4】



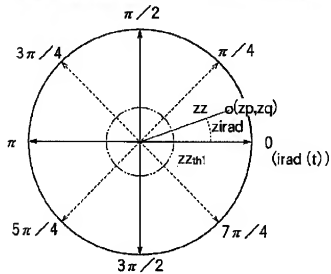
【図5】

本発明の実施例の無線信号送受信装置の受信部



【図6】

図1の検出座標と選択される位相の関係



【図7】

図1のビットエラー特性

